

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)特 許 公 報 (B 2)

(11)特許出願公告番号

特公昭63-40099

(24)(44)公告日 昭和63年(1988)8月9日

(51)Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

F I

A61B 17/39

A61B 17/39

発明の数 4 (全17頁)

(21)出願番号 特願昭57-117621
 (22)出願日 昭和57年(1982)7月6日
 (65)公開番号 特開昭58-15854
 (43)公開日 昭和58年(1983)1月29日
 (31)優先権主張番号 8 1 2 8 1 0 0 5
 (32)優先日 1981年7月6日
 (33)優先権主張国 アメリカ合衆国 (U S)

⑦特許請求の範囲

1 能動電極と、戻り電極と、前記能動電極と前記戻り電極との間で減衰振動する開回路の出力電圧の波形を発生する手段とを備える組織体の外科手術を行なう電気外科発生器であつて、

前記波形が実質的に $e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi)$ の形を有し、 e は自然対数の底、 ω_n は不減衰の固有周波数、 ζ は減衰率であつて0.038に等しいかあるいはこれより小さいが0より大きく、及び ϕ は位相角であり、

前記発生する手段は、前記組織体と前記能動電極との間に電気アークが形成した後に、前記能動電極と前記戻り電極との間に、負荷をかけられた出力電圧の波形を発生し、

前記負荷をかけられた出力電圧の波形は実質的に $e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi)$ の形を有し、 e は自然対数の底、 ω_n は不減衰の固有周波数、 ζ は減衰率であつて実質的に0.038より大きいことを特徴とする電気外科発生器。

2 前記開回路の減衰率 ζ が実質的に0.038に等しいことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の電気外科発生器。

3 前記開回路の減衰率 ζ が実質的に0.025に等しいことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載

(71)出願人 000175144

シー アール バード I N C

*

(72)発明者 フランシス チモシー マックグリービー

*

(74)代理人 湯浅 恭三 (外2名)

の電気外科発生器。

4 前記発生する手段が、電気外科切断が発生することを防止するのに十分な内部インピーダンスを有していることを特徴とする特許請求の範囲第

5 1項記載の電気外科発生器。

5 前記内部インピーダンスが手術の基本周波数において実質的に1000オームに等しいかあるいはこれより大きいことを特徴とする特許請求の範囲第4項記載の電気外科発生器。

10 6 前記内部インピーダンスが500キロヘルツの基本周波数において実質的に1000オームに等しいかあるいはこれより大きいことを特徴とする特許請求の範囲第4項記載の電気外科発生器。

15 7 コンデンサと、1次巻線及び2次巻線を有するトランスとを備え、前記コンデンサが前記1次巻線に並列に接続されている電気的なタンク回路と、

前記タンク回路の共振周波数より実質的に低い繰り返し速度で前記タンク回路を繰り返し励起し、開回路の減衰電圧波形を発生し、該開回路の減衰電圧波形が $e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi)$ の形を実質的に有し、 e は自然対数の底、 ω_n は不減衰の固有周波数、 ζ は減衰率であつて0.038より等しいかあるいはこれより小さいが0より大き

く、及び ϕ は位相角である励起手段と、

前記2次巻線に接続され、発生した出力信号を組織体に印加する手段と、
を備えることを特徴とする組織体の放電組織破壊を行なう電気外科発生器。

8 とが実質的に0.038に等しいことを特徴とする特許請求の範囲第7項記載の電気外科発生器。

9 とが実質的に0.025に等しいことを特徴とする特許請求の範囲第7項記載の電気外科発生器。

10 前記励起手段が、電気外科切斷が発生することを防止するのに十分な内部インピーダンスを有していることを特徴とする特許請求の範囲第7項記載の電気外科発生器。

11 前記内部インピーダンスが手術の基本周波数において実質的に1000オームに等しいかあるいはこれより大きいことを特徴とする特許請求の範囲第10項記載の電気外科発生器。

12 前記内部インピーダンスが500キロヘルツの基本周波数において実質的に1000オームに等しいかあるいはこれより大きいことを特徴とする特許請求の範囲第10項記載の電気外科発生器。

13 組織体に電気外科用の電力を印加する電極と、コンデンサと、1次巻線と2次巻線とを有するトランスとを備え、前記コンデンサが前記1次巻線に並列に接続されている電気的な発振器回路であつて、13に等しいかあるいはこれより大きい開回路のQ要素を有する発振器回路と、

前記発振器回路の共振周波数より実質的に低い繰り返し速度で前記発振器回路を繰り返し励起し前記電気外科用の電力を発生する励起手段と、

前記発振器回路を前記電極に結合する手段と、
を備え、これにより発振の基本周波数において1000オームに等しいかあるいはこれより大きい出力インピーダンスを有することを特徴とする組織体の外科手術を行なう電気外科発生器。

14 前記Q要素が実質的に13に等しいことを特徴とする特許請求の範囲第13項記載の電気外科発生器。

15 前記出力インピーダンスが500キロヘルツの基本周波数において実質的に2789オームに等しいことを特徴とする特許請求の範囲第14項記載の電気外科発生器。

16 前記Q要素が実質的に20に等しいことを特徴とする特許請求の範囲第13項記載の電気外科

発生器。

17 前記出力インピーダンスが500キロヘルツの基本周波数において実質的に1245オームに等しいことを特徴とする特許請求の範囲第18項記載の電気外科発生器。

18 組織体に電気外科用の電力を印加する能動電極と、

タイミング信号を発生するタイミング信号源と、

19 1次巻線と2次巻線とを有し、該2次巻線は前記能動電極に結合されている出力トランスと、

前記1次巻線に接続され並列キヤパシタンス／インダクタンス形の発振器を形成するコンデンサと、

前記タイミング信号に応答して前記発振器の共振周波数より実質的に低い周波数で前記発振器を周期的に励起し、開回路の減衰振動をさせる手段とを備え、

20 該開回路の減衰振動が $e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi)$ の形を有し、 e は自然対数の底、 ω_0 は不減衰の固有周波数、 ζ は減衰率であつて0.038に等しいかあるいはこれより小さいが0より大きく、及び ϕ は位相角であることを特徴とする組織体に電気外科手術を行なう電気外科発生器。

21 前記2次巻線に結合される戻り電極を更に備え、前記コンデンサ及び前記出力トランスの値が、電気外科切斷が発生することを防止するのに十分な出力インピーダンスを前記能動電極と前記戻り電極との間に発生する値に選択されていることを特徴とする特許請求の範囲第18項記載の電気外科発生器。

22 前記出力インピーダンスが500キロヘルツの基本周波数において実質的に1245オームに等しいことを特徴とする特許請求の範囲第19項記載の電気外科発生器。

23 前記出力インピーダンスが500キロヘルツの基本周波数において実質的に2789オームに等しいことを特徴とする特許請求の範囲第19項記載の電気外科発生器。

24 前記出力トランスが粉状鉄トロイダルコアを有することを特徴とする特許請求の範囲第18項記載の電気外科発生器。

25 前記コンデンサが実質的に5.4ナノファラッドの値を有することを特徴とする特許請求の範囲

図第 1 8 項記載の電気外科発生器。

2 4 前記コンデンサが実質的に 2.5 ナノファラッドの値を有することを特徴とする特許請求の範囲第 1 8 項記載の電気外科発生器。

2 5 前記出力トランスが 1 : 5.77 の 1 次 / 2 次巻数比を有することを特徴とする特許請求の範囲第 1 8 項記載の電気外科発生器。

2 6 前記出力トランスが 1 : 9.5 の 1 次 / 2 次巻数比を有することを特徴とする特許請求の範囲第 1 8 項記載の電気外科発生器。

【発明の詳細な説明】

発明の技術分野

本発明は一般に電気外科に関し、詳細には無線周波数電流により外科手術を行なうことができる電気外科発生器 (electrosurgical generator) に関する。

発明の技術的背景

メスあるいはナイフ等の機械的器具により生体の組織に外科手術を行なう他に、外科医術は生体の組織を通して無線周波数電流を流すことによつて行なうこともできる。組織に加えられる電力と電圧レベルに応じて、電気的に行なわれる主な外科手術には基本的には 4 つある。これらの手術は代表的には乾燥 (dessication)、放電組織破壊 (fulgulation)、切断及び止血を伴う切断として説明される。乾燥及び放電組織破壊はしばしば集散的に凝固として説明される。

電気外科手術を行なう際に使用される高周波電流は代表的には電力増幅器に接続された無線周波数発生器により発生される。電力増幅器の出力は次に 2 つの電極によつて組織体に接続される。外科手術は無線周波数電流を組織体中に導入する「能動」電極によつて行なわれる。

前述のように、電気外科作用は主として印加された電力及び電圧に依存しているので、能動電極は典型的には電力を集中させ、外科作用を小さい制御領域に限定するために小さな断面を有す。無線周波数電流に対する組織体から発生器への戻り経路は、電気外科作用が電流戻り位置で発生するのを防止するために大きい領域を有している「受動」すなわち「患者」のプレートによつて与えられる。別に、1 対の能動電極が「バイポーラ」モードで使用でき、ここでは電気外科作用は 2 つの電極間の組織のサンプルに限定される。

乾燥手術は能動電極を組織にしっかりと接触して保持することにより行なわれる。無線周波数電流は電極から直接に組織に流れ、電気抵抗加熱により組織を加熱する。加熱作用は組織細胞を破壊し壊死 (necrosis) 領域を発生し、これが電極と組織との間の接触点から放射状に広がる。細胞破壊の性質のために、この壊死は通常深い。

- 電気外科発生器の出力特性に応じて、放電組織破壊と呼ばれる別の外科作用は電気外科発生器により供給される電圧及び電力を変更することにより実行される。放電組織破壊はしばしば乾燥と混同されるが、これは明らかに異なつた手術である。特に、放電組織破壊は典型的には高いピーク電圧を有するが低いデューティサイクルである波形を使用する従来のデバイスにより実行された。この種の波形を有する能動電極が組織体に接近して設けられかつそのピーク電圧が無線周波数アークを発生するのに十分であれば、アークが組織に触れる点で放電組織破壊が発生する。この放電組織破壊波形の低いデューティサイクルのために、組織に印加される単位時間当りの電力は十分に低くそのため細胞水分の露出揮発による切断作用は最小にされる。実際、無線周波数アークは能動電極のすぐ近辺にある組織を凝固させ、これによつて手術中の外科医が電極近辺の血管を封止することを可能にする。放電組織破壊電極は決して組織の表面に触れることはない。乾燥に比べて、放電組織破壊は表面的プロセスであり、壊死領域は表面に限定される。従つて、放電組織破壊は組織体が極めて薄いところで使用でき、一方乾燥手術により発生された深い壊死はその下層の器官を損傷しそのため放電組織破壊は極めて有効な手術である。

- 電気外科発生器の出力特性が異なつていれば、更に別の作用が発生できる。つまり、単位時間当り十分な電力が細胞の水分を蒸発させるために組織に与えられた時には切断が生じる。印加電力が十分に高ければ、十分な量の蒸気が発生され能動電極と組織との間に蒸気の層を形成する。蒸気の層が形成された時は、高度にイオン化された空気及び水の分子から成る「プラズマ」が電極と組織との間に形成される。電気外科発生器が十分な電力を供給できれば、無線周波数電気アークがプラズマ内に発生する。このアークが発生した時は、

組織に流入している電流はアークの断面積に等しい領域に限定される。この領域ではアークが組織に接触しそのため電力密度がこの点では極めて高くなる。この局所的な高電力密度の結果として、細胞の水分が瞬時に蒸気となつて蒸発し、組織構造を分裂させるつまり細胞を別々に吹き飛ばす。これによつて新しい蒸気が発生され電極と組織との間に蒸気の層を保持する。組織体を与えられた電力密度が十分であれば、十分な量の細胞が破壊され切断作用を生じさせる。正弦波のような繰返し電圧波形は連続的に続くアークを与え、極めて少ない壊死と止血とを伴う切断を実行する。

組織に印加される電気波形を変化させることにより前述の作用の組合せを実行することも可能である。特に、切断と（止血に伴う切断と呼ばれる）乾燥との組合せは通常電気外科切断を行なうために使用されている連続正弦波電圧を周期的に遮断することにより発生される。遮断が十分な持続時間のものであれば、電極と組織との間に位置するプラズマ内のイオン化粒子は拡散し、プラズマを崩壊させる。この時には、新しいプラズマ層が形成されるまで電極は瞬間的に組織に接触される。電極が組織に接触している間は、電極は組織を乾燥し、これにより電極近辺の小血管及び他の出血部位を封止する。

このように前述の4つの外科手術は種々の電力レベルで変化する組織インピーダンスで動作する電気外科発生器を必要とする。多くの従来のデバイスは乾燥及び切断手術に満足するいく結果をもたらしたが、大抵の従来の電気外科発生器は満足するいく放電組織破壊を実行することには失敗している。特に、放電組織破壊モードで動作している従来の発生器により発生された電気アークは長さ及び持続時間がかなり短い。そのため、能動電極は、放電破壊される組織に極めて接近するまで移動されねばならない。能動電極が実際に放電破壊手術中の組織に触れると、組織は電極に付着し組織損傷及び電極の汚れを生じさせる。この電極は次に手術中の外科医によつてきれいにされねばならない。このように従来の装置のスパーク長は多くの場合において極めて不満足であり、特に放電破壊中の組織が血液の流れによりパルス動作をしている時あるいは呼吸による動作状態にある時には不満足である。この問題は、かなりの量の電力

を放電破壊領域に供給するという従来の装置の特性によつて一層悪化される。アーク長を増すために、多くの装置が出力放電破壊電圧及び出力電力を増大された。大電力入力放電破壊される組織をしわにし及び膨張させ、これにより電極に接触する可能性を増大させる。

更に、従来の電気外科発生器は脾臓あるいは肝臓等の海綿状のあるいは血管の多い組織を満足のいくようには放電破壊できなかつた。これらの器官は本質的に血液をその血管の多い組織構造を介してにじみ出させるので、切開部を十分に止血するために凝固させることは極めて難しかつた。従来の装置のかなり大きい出力電力は実際にはこの種の器官内の焼痂領域の下に2次出血部位を生じさせる。加えて、これらの装置が1つの器官について短時間以上使用されると、発生された大電力は実際には電気抵抗加熱により全ての器官を過熱し重大な損傷を生じさせる。

- 20 従来技術の前述の欠点のために、多くの外科医は、スパークギャップにより放電破壊無線周波数出力を発生する旧式の電気外科発生器にかなりの程度まで依存していた。これらの装置は「Bovie devices」として知られており、放電破壊中に使用された時には典型的には12000ないし14000Vピークピークの極めて速く減衰する正弦波形を発生する。これらは相当旧式の装置であるにもかかわらず、依然として最も満足のいく放電組織破壊波形を発生する。たとえこれらの装置が大抵の現在の固体デバイスよりも良好に動作しても、これら装置は長さ及び持続時間の短い放電組織破壊アークしか発生しない。また、これらのユニットは大きくかさばり、そして内部スパークギャップを取り換えるという絶えざる保守を必要とする。これらの欠点の故に、他の外科医は電気外科発生器の放電組織破壊機能を完全に先行させ、切断及び乾燥用だけの装置を当てにする傾向があつた。
- 30 本発明の要約

- 40 従来技術に本質的な前述の及び他の問題は、放電組織破壊に必要な高電圧を発生するために固体回路を使用した本発明の電気外科発生器の1実施例によつて解決された。好都合なことには、本発明の電気外科発生器は従来の電気外科発生器における問題を回避するのに十分な長さ及び持続時間を有するアークを発生する。

特に、図示の放電組織破壊回路は能動電極上に（アーク形成の前に）開回路波形を発生することにより初期アーク形成を増大した。この波形は、ほぼ等振幅の交番の正及び負部分を含んでいるという点において「真の (true) 」正弦波である。この対称波形は好都合にも、能動電極が従来の装置によつて現在可能であるよりももつと組織体から離れた時に電気アークを形成することを可能にする。

更に、本発明によれば、波形減衰率は、開回路条件下で、波形がかなりの時間長にわたり零に低下する前に多くのサイクルが発生することが可能のように十分に低く調節される。電圧のこの周期的行程はアーク形成を十分に増大する「コロナ」形成を励起する。更に、アーク形成の後でさえも、出力負荷のために波形減衰が生じた時にも多くの波形サイクルがまだ存在しているほどその内部減衰は十分に低い。このように、この回路は、放電破壊下の領域からの電極と組織との間のプラズマ内のイオン化粒子の全ての拡散を防止することにより1度アークが形成されると、このアークを維持するのを援助する。このように、実効負荷インピーダンスはアーク長を増大することが少なく、発振出力電圧波形の各サイクル中に、より安定なアーク形成を促進する。より安定なアークの発生は能動電極の先端が抵抗加熱により実質的に加熱されるようにし、放電組織破壊手術中に血液が電極の先端に付着することを防止する。

更に、本発明の出力波形のデューティサイクルが従来のユニットよりも極めて大きい、従来技術の装置を悩ませた切断、燃焼及び過熱作用は避けることができる。これは、本発明の発生器の出力インピーダンスが従来のユニットよりも極めて大きく、そのため放電組織破壊領域内の組織に印加される放電破壊アーク電流が発生器の内部インピーダンスによつて制限され、壊死の増大を避けることとなるためである。更に、放電組織破壊は過熱の危険を伴わずに一層長い時間行なうことができる。また、発生器は電圧源より高いインピーダンスを有する電流源のように動作される。

詳細には、本発明の電気外科発生器の出力回路の1実施例は、高周波スイッチング回路を介して供給される電流パルスによつて励起される無線周波数「タンク」出力回路から成っている。各パル

スの後、タンク回路は減衰正弦波波形を発生する。タンク回路の「Q」は各周期中ほとんど減衰を生じさせないほど大きい。更に、この回路の出力トランスは特に損失を最小にするように構成され、タンク回路の要素の値は高インピーダンス出力を発生するように選択されている。この高インピーダンス出力は電気アーク発生中は出力電流の流れを内部的に制限する。

本発明の詳細な開示

- 10 放電組織破壊作用は基本的には電気アークにより発生されるので、図示実施例はアーク長及び品質を増大することにより優れた放電組織破壊特性を生じる。図示回路の動作を理解するためには電気アーク放電のメカニズムを完全に理解することは必要ではないが、電極と組織体との間で電気アーク発生中に発生する物理現象を復習することは有効である。アーク発生プロセスは2つの別のステップ、すなわちアークの形成と形成後のアークの維持とのステップから成っている。実効負荷インピーダンスは経験的にアーク形成中に大きく変化し、そのため放電破壊回路の動作を支配する電気的条件は2つのステップ間では大きく相異なる。各ステージにおいて発生する物理現象は複雑であり、その概略だけが以下に説明される。
- 20 高電位にある能動電極が実質的に低い電圧にある組織体に近づけられた時には、電気アークが確立される前には、電極と組織体との間の（電極からわかるように）初期インピーダンスは電極と組織との間のギャップ内の空気の絶縁特性のために極めて大きい。

- 30 電極と組織との間の空気ギャップ内の電界の傾きはギャップ幅が減少するにつれて増大する。増大した電界は過渡電流が電極と組織との間を流れ始めるようにする。この過渡電流は宇宙線衝突あるいは光電子放射により発生された電子により偶発的に開始される。ほとんどのこれらの電子は直ちに吸収されるが、しかしあるものは逆極性を有する電源に向かって極めて迅速に加速される。電界の強さが増加するにつれて、自由電子及びイオン化空気分子のあるものは吸収される前に、単一及び多重衝突イオン化及び他の物理現象を含む各種のメカニズムによつて他の分子をイオン化するのに十分な速度まで加速される。ギャップに印加される電位が「スパーク電位 (sparking

- 40

potential) 」として示される特定の値に等しいかあるいはこれより大きい値まで増大すると、逆に帯電した粒子の移動により生成される電流が自己保持 (self-sustaining) となり、高電圧「コロナ」が発生する。まず、帯電粒子の数はかなり小さく、そのため電極と組織体との間のインピーダンスは高いまゝにある。

しかし、電極と組織体との距離がもつと減少されると、電界の傾きの増大は電子及びイオン化空気分子を更に加速させ、そのため付加のイオン化プロセスを生じ、多数の電子が自由になる。この新しく自由になった電子も付加のイオン化効果を生じ、電子「なだれ (avalanche) 」が発生して電極と組織体との間に電気アークが確立される。この点では電流密度は極めて高く、電極と組織体との間の電圧は低い値まで減少する。電極と組織体との間の高度にイオン化された「プラズマ」の実効インピーダンスが極めて低いので、電圧の少しの増加が電流の大きな増加を生じさせる。従つて、電気アークによつて流れる電流が放電組織破壊装置内の出力回路のインピーダンス及び実効負荷インピーダンスにより主に限定される。

十分な放電組織破壊アークを与えるために、本発明によつて電気アーク形成前に発生器により発生された波形はアーク形成後に発生された波形と極めて相異しなければならないことがわかつた。特に、電気外科発生器は実効負荷インピーダンスが (アーク形成前に) かなり高い時にアークの形成を制御できねばならず、また切断及び燃焼作用を制限するためにアーク形成後組織体に印加される電流量を制御できねばならない。以下に詳細に説明されるように、放電組織破壊のために使用される好適な電気外科発生器は以下の作用を生じることができねばならない。

a (アーク形成前に高インピーダンスに駆動する) 「開回路」条件において、発生器は各サイクル中に零電圧のまわりで対称的である波形を与えねばならない、すなわち波形の正の部分は次に続くほぼ同じ振幅の負の部分に伴ない負の部分は次に続くほぼ同じ振幅の正の部分に伴わなければならない。出力で発生された支配的な周波数は、波形が対称であるように十分に抑圧された高次の高調波を有する発振の基本周波

数でなければならない。

b また、(アーク形成前に高インピーダンスに駆動する) 「開回路」条件及び (アーク形成後に組織インピーダンスに駆動する) 「負荷

(loaded) 」条件の下で、放電組織破壊発生器により発生された波形は、波形の振幅が零に近づく前に波形の多くのサイクルが存在するほど低い減衰率を有していなければならない。別に、出力発振器「タンク」回路の「Q」要素は高くなければならない、及び

- 10 c 前述の2つの条件がかなり高いデューティサイクルを有する波形を発生するので、発生器の出力インピーダンスは切断及び燃焼作用を減少するために電気アーク内に生成された電流を制限するには十分に高くなければならない。また、発生器は電圧源より一層電流源のように動作されなければならない。

前述の条件の最初の2つに対してアーク長の増大をもたらす正確な物理的なメカニズムは詳細には知られていない。しかし、好適な対称な波形は電位源の「空間電荷遮閉として知られる作用を低減すること及び帯電粒子間の衝突を増大することにより電気アークの形成を増すと考えられている。空間電荷遮閉は初期の自由電子及びイオン形成の後短時間内に生じる。これは明らかに自由電子及びイオンの逆に充電された電位源への移動により生じる。この移動は各電源のすぐ近辺に帯電粒子の「空間電荷」を発生する。帯電粒子は隣接の電極の符号とは逆の符号を有するので、正味の作用は2つの電位源間の電界の傾きの低減である。そのため、電源間の距離は、放電が再び自己保持となる点まで電界の傾きを増すために減少されねばならない。しかし、各電源上の電位の符号が迅速に交番すれば、空間電荷は1つの電源から他の電源に連続的に移動しなければならない。この連続的な移動は空間電荷の形成を妨害する傾向があり、更に、電子及びイオンの質量が電極-組織間のギャップを介して吹き飛ばされるので、別のイオン化が増大した衝突可能性及び他の物理的

- 40 プロセスの増大により増加される。正味の作用は電氣的放電の増加である。

移動現象がアークの形成に対してその最も大きい作用を有するためには、付加のイオン化の可能性を最大にするために多数の正及び負のサイクル

を有することが必要である。結果的に、電界は前述の条件の第2のものに対する理由と同じ多くのサイクルに対する高い値に維持されるべきである。アーク形成の後、数多くの出力波形は、アークを保持しかつアーク長を増すために低い実効インピーダンスを与えるために出力電極と組織体との間にプラズマ形成を維持することが必要である。

前述の条件を考慮して、1つの好適な「開回路」放電組織破壊波形が第6E図に示されている。この波形は所望の対称形及び低い減衰率を示す。特に、ピーク「a」及び「b」は同じ波形でありほぼ同じ振幅である。波形の減衰のために、振幅は正確には同じではないが、減衰率が小さいのでそれらは実質的には同じである。同様に、小さい減衰率のために、各連続したピークはすぐ前のピークと実質的に同じ振幅を有している。

第6F図に示された「負荷」波形は、振幅は極めて低減されているが、対称的な正及び負のピークを有する外観は同じである。(更に、本発明の図示実施例により発生された実際の波形においては、負荷状態において出力波形にのみ影響を与える洩れインダクタンスの効果によつて約1/3の周波数の低減がある。)

別の好適な波形は一定振幅の正弦波信号あるいは一定振幅の他の周期波形である。この種の出力は、絶えず「駆動され (driven)」かつ通常は切断及び乾燥手術に対して使用される発振器回路によつて発生される。しかし、発生器の内部インピーダンスが本発明によつて増大されれば、放電組織破壊手術が切断及び／あるいは乾燥手術の代わりに行なうことができる。

放電組織破壊作用を発生することができる従来の装置の中には「Bovie」デバイスとして知られる従来の装置がある。この装置は「スパークギャップ発生器」により必要な無線周波数電流を発生する。第1図に関連回路の回路図が示されている。この回路は高周波スイッチとして使用されるスパークギャップを有するコンデンサ/コイル無線周波数「タンク」回路を用いている。動作においては、コンデンサ13は抵抗11を介して電圧源10から充電される。コンデンサ13の両端間の電圧がスパークギャップ12の降伏電圧に達した時に、電気アークがギャップ12間に形成さ

れ、効果的に低インピーダンスを生成しかつコンデンサ13を出力トランス16の1次巻線14に並行に接続する。トランス16の2次巻線15は、能動電極17と患者のプレートすなわち戻り板18とから成る出力電極に接続されている。コンデンサ19は有害な低周波電流が2次回路に流れるのを防止する。

電気アークがスパークギャップ12間に発生した時に、この回路はコンデンサ13とトランスの1次巻線14のインダクタンスとの値によつて決まる固有周波数で発振を始める。発振の振幅は回路要素の値で決まるピーク電圧で始まり、コンデンサ13、回路中の抵抗の大きさ及びトランス16内の損失の大きさによつて決まる速度で指数関数的に減衰する。回路抵抗は巻線14の抵抗値と、トランス16の2次巻線15を介して反映される電極17及び18における負荷インピーダンスの値との和から成る。実際の動作では、放電組織破壊アークが能動電極17から組織体に向かつて発生する前には、電極17及び18間のインピーダンスはかなり高い。このように、無線周波数タンク回路内の振動の減衰は主に1次巻線14の抵抗、トランス16内の損失の大きさ、及びスパークギャップの特性によつて決まる。

典型的な「Bovie」回路においては、要素の選択及び配置が「開回路」条件においてかなりの量の高次高調波を含む出力波形を発生する。この特性が第6A図に示された非対称波形を発生する。高次高調波が存在するために、波形は各周期において零近辺では対称ではなくなる。このように、前述の好適波形に対する第1の条件は適合されず、その結果能動電極はアークを形成する前に組織表面に接近されねばならない。また、典型的な従来の「Bovie」回路においては、(アーク形成の前に)「開回路」条件において発振波形が第6A図に示されるように非常に減衰されるように各要素が意識的に選択される。明らかに、全体波形が放電組織破壊手術中切断作用を最小にするために低いデューティサイクルを有するように、高い減衰率が必要であつた(あるいは、波形が電圧あるいは電流のRMS値に対する電圧あるいは電流のピーク値の比として定義される高い「波高率」を有する)と考えられていた。従来技術においてはアーク形成前とアーク形成後との波形間の明確

な区別がなされておらず、そのため回路はアーク形成後の最適波形（すなわち高い「波高率」を有する波形）を発生するように最適化されていた。そのため、最適波形に対する第2の条件も適合されなかった。

アーク形成後、低負荷インピーダンスが出力トランスを介して発振回路中に反映され、その結果波形は各サイクル中より一層対称形に近くなる。この低減された負荷インピーダンスも第6B図に示されたような減衰の増大を生じさせる。高い初期減衰率のために、波形は負荷インピーダンスの低減により非常に速く減衰されるので、この装置により発生されるアーク長は極めて短い。

本発明によれば、従来の「Bovie」デバイスの出力は実際には、「開回路」波形が第6D図に示された波形と同じであるように出力端間をかなり低い抵抗（500Ωの大きさ）で置き換えることにより、改善することができる。これが行なわれた場合には、たとえ減衰率が極めて高くかつ最適波形に対する第2の条件が適合されなくても、波形は適正な正及び負の対称性を示し、そのため装置は回路が無負荷であればこれまでよりもすみやかにアークを開始する。この修正は所定のピーク電圧に対するアーク長の重要な増加をもたらし、装置の特性を改善する。

従来の「Bovie」形回路に加えて、各種の固体回路が従来技術において使用されていた。これらの回路のほとんどのものが装置の特性をコピーしようとして「Bovie」出力波形をまねようとする傾向にあった。これらの回路の多くにおいて、

「開回路」条件においてBovie回路に存在する高次高調波が消去され適正な対称波形がもたらされた。しかし、これらの装置においては典型的には、高い「波高率」を達成し従って切断作用を最小にしようとして減衰率が極めて大きい。この大きい減衰率は第6C図に示されたように各サイクル中波形の非対称を効果的に生じる。このように、前述の条件は適合されず、能動電極はアーク形成が発生する前は組織体に極めて接近して移動されねばならない。アーク形成後、波形の減衰は更に増大し、第6D図に示されるような負荷波形を生じる。この波形は極めて大きい正パルスとほとんど目に見えない負パルスとから成り一層非対称である。

第6E図及び第6F図に示された最適波形は第2図にブロック図で示された回路によつて本発明の原理に基づいて発生できる。この回路では、無線周波数振動は高「Q」発振回路によつて発生される。この回路では、出力インピーダンスはコンデンサに小さい値を選びかつ出力トランスの2次/1次巻数比を増すことにより増大されている。特に、無線周波数振動はコンデンサ204と出力トランス208の1次巻線208とから成る「タンク」回路により発生される。動作においては、タンク回路は半導体スイッチ203による高DC電圧源205に接続されている。電圧源205は0ないし200VDCのDC電圧を発生する調整DC電源で図示されている。どのような調整電源も使用できる。例えば、図示実施例に使用するのに適する電源はSorensen Model DCR600-3Bである。この電源は電気外科発生器の制御パネル上の制御によつて制御されるか、あるいは可変負荷条件下で一定電力を与える帰還回路により制御される。図示実施例に使用するのに適する帰還回路は1971年8月24日にJ.R.Estesに発行された米国特許第3601126号中に開示されている。

次に、半導体スイッチ203がリード202を介して制御回路201により制御される。制御回路201はリード200上のクロック信号にตอบสนองして制御パルスが発生する。このクロック信号は全体回路の動作に同期している。高周波出力を発生するために、半導体スイッチが制御回路201の制御の下で開閉される。この動作は周期的にタンク回路を接地に接続し、電流が電源205からトランス208の1次巻線206及び半導体スイッチ203を介して流れることを可能にする。

制御された時間間隔の後、スイッチ203は開放され、（コンデンサ204とコイル208とから成る）タンク回路にコンデンサとコイルとの値によつて決まる固有周波数で「リングング」を始めさせる。振動の周波数は例えば500KHzに選択される。この周波数は、（患者にとつて危険である）神経筋肉の刺激を防止するには十分に高くし、しかも深い壊死が無線周波数エネルギーによつて発生されることを防止するには十分に低い。この回路によつて発生された開回路の波形は時間 t に対して数学的な関数すなわち $e^{-\alpha t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi)$ を有している。ここで、 ω_n は振動の不減

衰の固有周波数であり、 ξ は減衰率であつて正弦波振幅の減衰速さを決める。満足のいく放電組織破壊波形を発生するために、 ξ は0.038より小さいかあるいはこれに等しくなければならないことがわかつた。特に、最初の図示実施例では ξ は0.025に等しく、2番目の実施例では ξ は0.038に等しい。電気アークが出力電極と組織体との間に確立した後に、出力電極における組織体の比較的低い負荷インピーダンスは、コンデンサ204とコイル206とからなるタンク回路に負荷される低いインピーダンスとしてトランス208の2次巻線207を介して1次巻線206に戻り、「反映する」。該タンク回路がそのように負荷されると、負荷された出力の波形は

$$e^{-\xi t} \sin(\omega_a \sqrt{1-\xi^2} t + \phi)$$

の形のままであるが、負荷されたタンク回路の減衰率 ξ は実質的に0.038より大きい値に増大する。

装置の出力電力はDC電源電圧を変えるかあるいは半導体スイッチが閉じられている時間を変えることによつて変更できる。どちらの方法もトランスの1次巻線内を流れるピーク電流の初期の大きさを換えそのため出力電力を変える。タンク回路により発生された信号はトランス208の2次巻線207に接続され、次にコンデンサ211を介して能動電極209及び患者のプレート210に接続される。

本発明の原理に基づいて、第6E図に示された好適「開回路」波形（アーク形成前）はタンク回路及びトランス208の特性によつて発生される。特に、回路の「Q」に逆比例する回路の「開回路」減衰率は1次巻線206の抵抗及びトランス208の磁束洩れに関連する。回路の「Q」を増すために、トランス208は特に内部損失及び「コロナ降伏」を低減するように設計されており、このためできるだけ減衰率を低減させ振動が開回路条件中はできるだけ長い周期間続くことを可能にする。

特に、トランス208は空気コアあるいはフェライト空気ギャップコアの代わりに強化鉄カルボニル-CTロイダルコア上に構成されている。図示実施例に使用される適当なコアはArnold Engineering, Inc.により製造されたモデルFE2500-0101である。このコアは絶縁テープの層（例えば、3M社により製造された#10テープ

で50%オーバーラップ）によつて絶縁されている。#26マグネットワイヤの単層進み巻の75巻から成る2次巻線が次に付加される。次に、30KV高電圧シリコンゴムワイヤ（Markel #4155-22-300730）の13巻から成る1次巻線が付加される。最後に、トランス全体がワニスで真空-含浸され、エポキシ樹脂で被覆される。

更に、要素の値はアーク電流を制限するために高い出力インピーダンスを与えるべく選択される。特に、コンデンサ204は例えば4.5-5.5nFの値を有している。同様に、前述のように、トランス208の巻数比は1:5.77である。これらの他は20の「Q」を与えかつ500KHzの基本周波数で1245Ωの出力インピーダンスを与える。この出力インピーダンスは、順次2次巻線を増加することにより1次/2次巻数比が増加することにより所望のように増大できる。

前述の値は汎用の用途に適する回路を発生する。振動の基本周波数で少なくとも1000Ωの出力インピーダンスが重大な切断及び燃焼作用を避けるために必要であることがわかつた。しかし、大抵の場合に、特に針電極が使用された時には、電極の先端の加熱を制限するためには一層高い開回路出力電圧及び一層高い発生器出力インピーダンスを有することが有効である。これらの場合には、トランスは同じ材料で構成されてはいるが、2次巻線の巻数は133に増加され1次巻線の巻数は14に増加されて1次/2次巻数比は1:9.5となつている。500KHzの共振周波数を維持するためには、コンデンサ204は2-3.Fの対応する値を有さねばならない。これらの値によつて、回路の「Q」はほぼ13になり、500KHzにおける出力インピーダンスは2789Ωである。

第3図は第2図のブロック回路図に示された回路をより詳細に図示している。特に、高電圧半導体スイッチの構造が詳細に示されている。第3図では、出力タンク回路及び出力電極が点線のボックス390内に示されている。半導体スイッチが点線のボックス385内に示され、制御回路がボックス380内に示されている。

高電圧スイッチ385は、タンク回路振動に含まれている高電圧による半導体デバイスの降伏を防止するために、直列接続された4つの同じ半導体スイッチから成つている。4つの半導体スイッ

チのうちの2つはR.F.ドライバー回路300及び350の各々によつて制御される。次に、ドライバー回路300及び350はそれぞれリード301及び351により制御回路380で制御される。各半導体スイッチは、大きい電流を扱うために並列に接続されている2つのVMOS半導体スイッチからなる。例えば、VMOSスイッチ305及び315は1つの半導体スイッチから成っている。図示回路に使用するのに適する半導体デバイスはMotorola Semiconductor Productsにより製造されたデバイス番号MTM565である。デバイス305及び315のドレイン電極は一体にリード307で無線周波数タンク回路に接続されている。同様に、ソース電極はリード308により一体に接続されている。過渡吸収体として使用される高電圧ダイオード310が両方のデバイスのソース・ドレイン間に接続されている。この過渡吸収体は高電圧スパイクの発生に応じて降伏し、デバイス305及び315が2次降伏により破壊されることを防止する。図示実施例に用いられた適当な保護デバイスはGeneral

Semiconductorにより製造されたデバイス番号1.5KE250の「Transorb」である。デバイス305及び315のゲート電極は一体にリード316によりR.F.ドライバー回路350に接続されている。同様に、ソースリードはリード317によりR.F.ドライバー回路350に接続されている。以降に説明されるように、ドライバー回路350はリード316及び317上に電圧を設定することによりデバイス305及び315を制御する。特に、リード316がリード317に対して正である時は、デバイス305及び350はオンになり、リード307及び308及びスイッチを介して電流を流す。

同様に、デバイス対320, 325; 330, 335及び340, 345から成る3つの他の半導体スイッチが直列に接続されている。以降に説明するように、ドライバー回路350及び300は全てのスイッチを制御しそれらを同時に「オン」及び「オフ」にする。このように電流が制御された方法でデバイス及び抵抗370を介して接地に流れる。

以降に説明するように、抵抗370は、スイッチが過負荷にされることを防止するためにスイッ

チを介して流れる電流を検出するために使用される低い値(ほゞ 0.1Ω)の抵抗である。抵抗370の両端間に発生した電圧(これは半導体スイッチを介して流れている電流に比例する)はトランス371及びリード372により制御回路380に結合される。制御回路380は電流が増すにつれて半導体スイッチの「オン」時間を低減し、これにより電流を低減しスイッチが損傷するのを防止する。

10 第4図は第3図にブロックで示されたR.F.ドライバーユニット300及び350の回路を示している。ドライバー回路300及び350の各々は第4図に示された回路と同一である。ドライバー回路は図の左側に示された端子400及び401を介して制御回路から与えられる信号φ及びφ'により制御される。ドライバーユニット自体は、同一である2つの半導体スイッチユニットから成っている。スイッチユニットは同じなので1つだけが説明される。

20 各スイッチユニットはトランス460のセンタータップ付1次巻線450の一端に接続されている。トランス450の2次側は半導体高電圧スイッチを駆動する。静止すなわち「オフ」状態においては、上側ユニットの入力400は通常はタイミング回路の出力ゲート回路により「高」電圧に保持されている(正電圧源415に接続されている抵抗410も入力400を「高」状態に保持するのを助ける)。端子400上の正の電圧は、抵抗417及び430から成る抵抗分圧器を介してトランジスタ435のベースに印加され、これを「オン」にする。その「オン」状態では、トランジスタ435はそのコレクタ上に(接地に近い)低い信号を出力する。トランジスタ435のコレクタに接続されたFETスイッチ440のゲート電極はこのようにして接地に保持され、従つてFET440は「オフ」に保持される。更に、端子400上に現われる高信号は、抵抗416及び418から成る抵抗分圧器を介してトランジスタ420のベースに印加され、これをその「オフ」状態に保持する。

40 ドライバーユニットは制御回路が端子400上に負パルスを出力する時に能動になる。負パルスが、抵抗417及び430から成る抵抗分圧器を介してトランジスタ435のベースに印加され、

これをオフにする。更に、負パルスは、抵抗 4 1 6 及び 4 1 8 から成る抵抗分圧器を介してトランジスタ 4 2 0 のベースへ印加され、これをオンにする。このように電流はダイオード 4 1 9、トランジスタ 4 2 0 及び抵抗 4 3 6 を介して接地に流れ、FET スイッチ 4 4 0 のゲートリード上の電位を上昇する。これにตอบสนองして、FET スイッチ 4 4 0 がオンになり、電流が正の電圧源 4 5 1 からトランス 4 6 0 の 1 次巻線 4 5 0 の半分及び FET スイッチ 4 4 0 を介して接地に流れる。次に、トランス 4 6 0 は 2 つの 2 次巻線 4 7 0 及び 4 7 1 により高電圧スイッチを制御する（簡単のために、図では巻線 4 7 0 だけが高電圧スイッチに接続されて示されている。2 次巻線 4 7 1 は同様に別のスイッチに接続されている。）。巻線 4 7 0 の出力は高電圧 FET スイッチのゲート及びドレイン電極に接続されている。更に、抵抗 4 9 0 に直列の 1 対のツェナーダイオード 4 7 5、4 8 0（ $\pm 12V$ の降伏電圧定格を有している）は巻線 4 7 0 の両端間に接続されている。これらの 3 つの要素は 2 次巻線 4 7 0 の両端間に発生している偶然の高電圧スパイクが高電圧 FET トランジスタを損傷することを防止する。

「オン」時間間隔の終端で、端子 4 0 0 上の電圧は再びその静止の高状態に戻る。端子 4 0 0 は次に抵抗 4 1 0 により高に引かれ、トランジスタ 4 3 5 は「オン」になりトランジスタ 4 2 0 は「オフ」になって、これにより抵抗 4 3 6 が FET 4 4 0 のゲート電極上の電位を接地に戻すことを可能にする。これにตอบสนองして、FET 4 4 0 は導通をやめ電流が電源 4 5 1 からトランス 4 6 0 の 1 次巻線 4 5 0 を介して流れることを止める。

しかし、高電圧スイッチの迅速なターンオフを保証するために、トランス 4 6 0 の 1 次巻線 4 5 0 中の電流は効果的に「反転」されトランス巻線中の磁束を「減衰」して、2 次巻線内の電圧が迅速に零に低下することを保証する。特に、以降に説明するように、端子 4 0 0 がその静止高状態に戻った後短時間で、制御回路が端子 4 0 1 上に $\pm 200nsec$ の持続時間の短い負パルスを出力する。上側スイッチ回路に類似の方法で、R.F. ドライバー内の下側スイッチ回路が FET 4 5 5 を「オン」にし、電流が電源 4 5 1 からトランス 4 6 0 の 1 次巻線 4 5 0 を介して流れるようにす

る。この電流はすぐ前の電流の流れと逆の方向に流れる。トランスのコアに生じる磁束は端子 4 0 0 上の負パルスにより発生されるものと逆の方向にある。このように、コア内のどんな残留磁束も「打ち消され (cancelled)」高電圧スイッチの迅速なターンオフを保証する。

第 5 図には制御回路が示されている。この制御回路はタイミングパルスと発生し、次にこのパルスが R.F. ドライバー回路及び高電圧スイッチを制御する。回路は図の左側に示されているように 4 つの入力を有している。第 1 の入力は放電組織破壊可能リード 5 0 0 である。このリード上の論理「高」信号は制御回路が R.F. 回路を動作し放電組織破壊出力を発生させるタイミング信号を発生することを可能にする。代わつて、このリード上の論理「低」信号がタイミング回路を使用禁止しそのため全く放電組織破壊出力は発生されない。

制御回路はまた端子 5 0 5 上に 1MHz クロック信号を受信する。この信号は標準の周知クロック回路により発生される簡単な 1MHz の矩形波信号である。

制御回路への終わりの 2 つの入力は電流検出入力 5 1 0 及び 5 1 5 であり、これは第 3 図のリード 3 7 2 に接続され、高電圧スイッチを介して流れる電流に比例する電圧を受信する。以降に説明されるように、端子 5 1 0 及び 5 1 5 間に現われる電圧は制御回路により使用され、信号パルスのパルス幅を制御しこれにより高電圧スイッチにより電流を制御する。

端子 5 0 5 上の 1MHz のクロック信号入力 は分周器 5 2 0 の入力端に与えられる。分周器 5 2 0 は、入力パルス列の周波数の 1 部分で出力パルス列を発生するデジタル回路である。この分周器回路は当該技術では周知であり、以下にこれ以上説明しない。分周器 5 2 0 は 2 つの出力 5 2 5 及び 5 2 6 を有している。出力 5 2 5 上に現われた波形は 31.25KHz の周波数すなわち 1MHz の入力波形の周波数の 1/32 である矩形波パルス列である。出力 5 2 6 上に現われる波形は 1MHz の周波数すなわち入力波形の周波数に等しい周波数にある矩形波パルス列である。ドライバー 5 2 0 の出力 5 2 5 はインバータ 5 2 7 により反転され、J-K フリップ/フロップ 5 3 0 のクロック入力に印加される。同様に、ドライバー 5 2 0 の出力 5 2 6 は

インバータ528により反転され、J-Kフリップ／フロップ530のリセット入力端に印加される。フリップ／フロップ530は周知の回路デバイスであり、このデバイスは「高」信号がそのJ入力端に与えられかつ「低」信号がそのK入力端に与えられた場合にクロックパルスの立下がりエッジの時にそのQ出力上に「高」信号を出力する。

制御回路が放電組織破壊可能リード500上の「高」信号により出力信号を与えるように条件づけられるものとすれば、「高」信号がリード500によりフリップ／フロップ530のJ入力端に与えられる。従つて、そのクロック入力及びリセット入力に与えられる信号に回答して、J-Kフリップ／フロップ530はそのQ出力端に、31.25KHzの繰り返し速度で1 μ secの持続時間のパルス列から成る信号を与える。特に、フリップ／フロップ530は、分周器520からそのクロック入力端に与えられるクロックパルス毎の立下りエッジの際にそのQ出力端に高信号を与える。このフリップフロップは、そのリセット入力端に与えられた1MHz信号に回答して高信号をそのQ出力端から取り除くようにリセットされる。従つて、フリップ／フロップ530の出力は第7図に線Aで示された信号である。

この信号は抵抗523、529、535、ダイオード542、コンデンサ536及び比較器537から成るパルス幅決定回路に与えられる。特に、フリップ／フロップ530の出力端にある高信号は抵抗535及びダイオード542を介してコンデンサ536を充電する。抵抗535は低い値でありそのためコンデンサ536に迅速に充電される。コンデンサ536上の増大する電圧は比較器537により基準電圧源541に比較される。電圧が等しい時には、比較器537は「高」信号出力を与えかつ線540は抵抗539及び電圧源538により「高」へ引かれる。フリップ／フロップ530の出力が各1 μ secパルスの終端で低になる時には、コンデンサ536は可変抵抗529及び抵抗523を介して放電し始める。ダイオード542はコンデンサ536が抵抗535により放電することを防止する。抵抗529及び523は抵抗535の値よりも極めて大きい値のものであり、コンデンサ536の放電時間はその充

電時間よりも非常に長い。従つて、パルス幅決定回路はパルス「ストレッチャー」として作用し、比較器537の入力端の電圧が等しくなる時間は抵抗529の調整により決定される。同様に、比較器出力540に存在するパルスの幅は可変抵抗529の調整による。図示実施例では、可変抵抗529は、比較器537の出力上に発生されたパルス幅が第7図の線Bで示されるようにほぼ

1.85 μ secであるように調整される（第2の実施例に対しては、パルス幅は2.3msecとなるように調整される）。

リード540上のパルスはANDゲート545及び546の1方の入力に接続されている。ゲート545及び546の他方の入力「放電組織破壊使用可能」リード500上の高信号によつて使用可能にされる。このように、ゲート545及び546は31.25KHzの繰り返し速度でJ-Kフリップ／フロップ550及び551のセット入力端に高パルスを与える。リード540上の信号も

- 20 ANDゲート553の1方の入力に印加される。ANDゲート553は、その入力端に「放電組織破壊使用可能」リード500を受けるインバータ552の出力から「低」入力も受信する。ゲート553は、その両入力が高でありかつこの低信号がフリップ／フロップ550及び551のリセット入力端に印加された時にだけ、高信号を発生する。このように、フリップ／フロップ550及び551はリード540上の信号が高にある時にセット信号を受信し、低にある時にリセット信号を受信する。従つて、フリップ／フロップ550及び551はラッチとして作用し、第7図の線Bと同じであるが少し遅延した出力信号を発生する。このことはクロック信号がリード505からフリップ／フロップ550及び551のクロック入力端に与えられる場合でもあてはまる。これは当該技術では周知であるようにセット及びリセット入力
- 30 がクロック入力及びJ-K入力上に存在する信号に乗る。フリップフロップ550及び551のQ出力上に現われる信号はそれぞれゲート554及び560に与えられる。以降に説明するように、ゲート554及び560は入力510及び515上で検出された電流入力に基づいて制御回路出力パルスの幅を制御する。

セット・リセットフリップ／フロップ555の

出力が低にあるものとする。ゲート554及び560共に使用可能にされる。この使用可能にされたゲート554及び560は出力信号発生回路に入力信号を与え、この回路がそれぞれリード598及び599上に1対のφ及びφ̄駆動信号を発生する。出力回路は出力の各組に対して2重にされている。上側の構造だけが詳細に説明されるが、下側のものも同じように動作する。

特に、フリップ／フロップ550のQ出力に発生されたパルスは使用可能にされたゲート554を通じて流れ、インバータ564により反転されて端子598のφ出力上に現われる。これらの信号は第7図の線Cで示されたように比較器537の出力上に発生された1.85μsecのパルスの反転として現われる。前述のように、パルスは高周波スイッチを使用可能にするR.F.ドライバー回路に供給され、次にこのドライバー回路がR.F.タンク回路を駆動し出力電圧を発生する。更に、ゲート554の出力端への「高」信号はゲート562の入力に供給されこれを使用禁止する。ゲート562はインバータ563の入力に供給される「低」信号をその出力端に出力し、次にこのインバータが「高」信号をその出力端に出力する。インバータ563の出力端の「高」信号がバッファゲート565によりφ出力に供給される。この時、φ出力端の「高」信号はセット・リセットフリップ／フロップ561のセット入力端に与えられ、これをセットしそのQ出力端に「低」信号を発生する。この「低」信号はゲート562の上側入力端に与えられ、これを部分的に使用可能にする。

φ出力端の出力の終端で、フリップ／フロップ550のQ出力端の信号は「高」になりゲート554を使用禁止し、これはその出力端上に「低」信号を出力させる。この「低」信号はインバータ564により反転されφ出力端上に「高」信号として現われる。この「高」信号は次に前述のようにR.F.ドライバーを「オフ」にする。ゲート554の出力端上の「低」信号もゲート562の下側入力端に印加され、これを完全に使用可能し、その出力端に「高」信号を発生させる。この「高」信号はインバータ563により反転され、「低」信号としてバッファ増幅器565を介して出力端φに流れる。前述したように、この信号は関連R.F.ドライバー回路のドライバートランス内の磁

束を「減衰」させるために使用される。

出力端φ上の「低」信号はセット・リセットフリップ／フロップ561のセット入力端にも印加され、このフリップ／フロップをセットする。このフリップ／フロップは次にその出力Q上に「高」信号を発生し、この「高」信号がゲート562を使用禁止にする。使用禁止されたゲート562は「低」信号出力を発生し、これがインバータ563により反転され、バッファ増幅器565に与えられる。増幅器565は端子598のφ出力端に「高」信号を発生する。φ出力端上のこの信号はセット・リセットフリップ／フロップ561及びゲート562、563及び565の累積伝搬遅延に等しい短かい時間周期間だけ「低」にある。この累積遅延の合計は約200nsecである。前述のように、このφ出力端上に発生されたこの200nsecパルスは接続されている無線周波数ドライバー回路のトランスからの磁束を「減衰」させて高電圧スイッチング回路の迅速なターンオフを確実にするために使用されている。出力端子599に接続されたφ及びφ̄出力端はゲート560により与えられる出力信号によつて駆動されるように全く同じように動作する。

高電圧スイッチング回路の損傷を防止するために、ゲート554及び560は、トランジスタ585、586及び595及びセット・リセットフリップ／フロップ555から成る電流制限回路により制御される。特に、高電圧スイッチング回路を通じて流れる電流が増加するにつれて、セット・リセットフリップ／フロップ555が制御回路により発生された出力信号パルス中にセットになり、ゲート554及び560を使用禁止にし、通常の「ターンオフ」が発生する前にその出力信号を「オフ」にする。特に、前述のように、高電圧スイッチング回路を通る電流が増加するにつれて、電流検出入力端子510及び515間の電圧降下は増大する。この電位は抵抗580及び581から成る抵抗分圧器間に印加される。抵抗580と581との接合点における増大電位はトランジスタ585のベースに与えられる。コンデンサ582はトランジスタ585の応答時間をスピードアップするために使用されている。トランジスタ585及びトランジスタ586は差動増幅器を構成する。差動増幅器の周知の原理に基づいて、

27

トランジスタ585が抵抗580と581との接続点における電位の増大にตอบสนองして「オフ」になった時に、トランジスタ586は一層「ターンオン」になる。トランジスタ585が「オフ」になると、電流はこれを通つてほとんど流れなくなり、電源588から抵抗589を介して流れる電流は減少する。こうしてトランジスタ586のエミッタの電位は増す。トランジスタ586のベースは基準電圧源587に接続されているので、トランジスタ586は「ターンオン」となり、流れる電流が増す。トランジスタ586のコレクタからの増大した電流は抵抗590及びトランジスタ595のベースに与えられ、これを「オン」にする。トランジスタ595が「オン」になるとこれを流れる電流が増加し、これによつて抵抗596両端間の電圧降下を増す。従つて、電流の増大によつて、セット・リセットフリップ／フロップ555のセット入力に供給される信号が減少する。

ある点で、フリップ／フロップ555がセットされ、そのQ出力が「高」になり、ゲート554及び560を使用禁止する。高電圧スイッチング回路を流れる電流が増加するにつれて、ゲート554及び560は「オン」サイクル中にどんどん早くオフにされ、制御回路出力信号の実効パルス幅を低減しかつ高電圧回路を流れる電流を減少させる。パルスの終端で、リード540を介してセ

28

ット・リセットフリップ／フロップ555のリセット入力端に与えられた「低」信号が別のサイクル用のフリップ／フロップをリセットする。

特定回路が図示実施例に示されたが、当業者には容易に明らかであつて本発明の精神を具体化する実施例の多くの変形がある。例えば、別の無線周波数発振器は、好適波形を発生するように調節された発振器回路特性を有する実施例の無線周波数タンク回路に置き換えることができる。

10 【図面の簡単な説明】

第1図は従来の「Bovie」装置の回路図、第2図は本発明の放電組織破壊回路のブロック回路図、第3図は第2図に示された装置の拡大回路図、第4図は無線周波数ドライバー回路の回路図、第5図は制御回路の回路図、第6図は従来のデバイス及び本発明の放電組織破壊回路により発生された電気出力波形を示す図、第7図は第5図に示された回路によつて内部的に発生された電気波形を示す図である。

20 10：電源、12：スパークギャップ、16：トランス、17：能動電極、18：患者のプレート（電極）、201：制御回路、203：半導体スイッチ、205：電源、208：トランス、209：能動電極、210：患者のプレート（電極）。

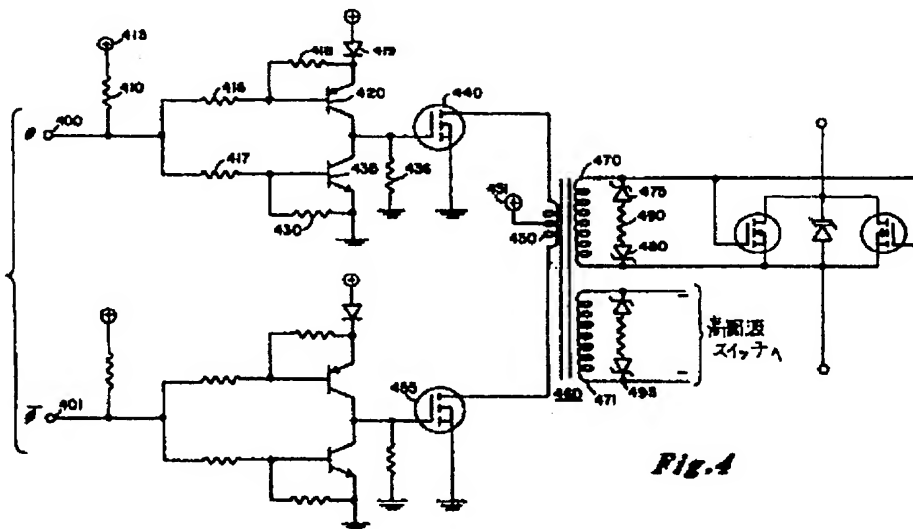


Fig. 4

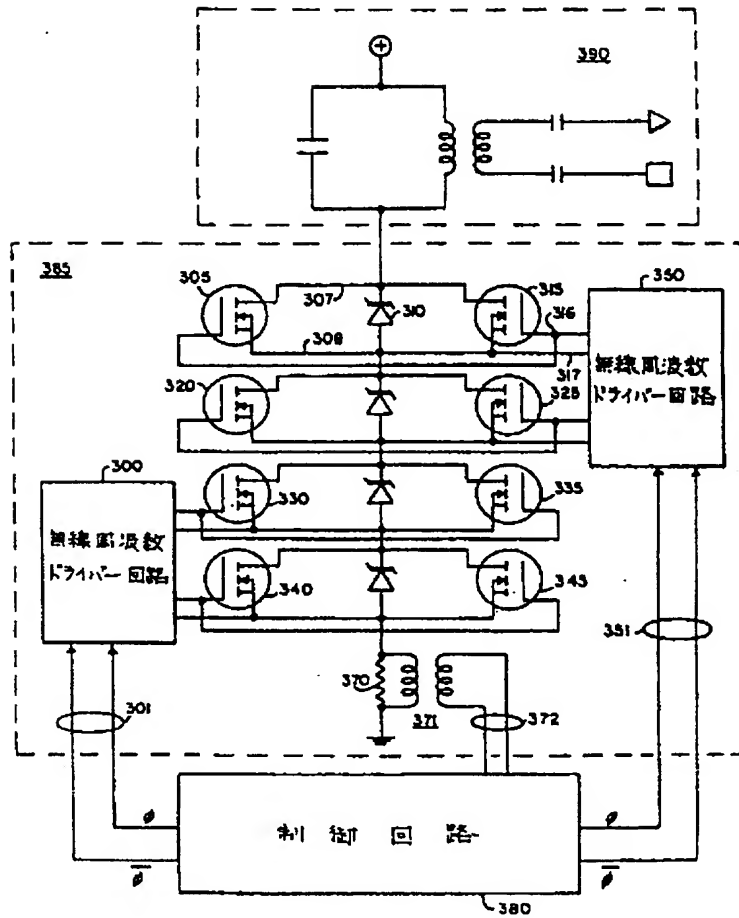


Fig. 3

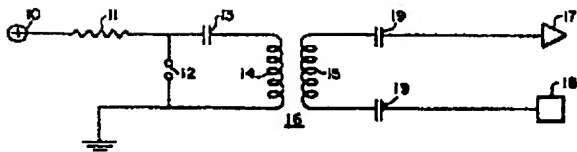


Fig. 1

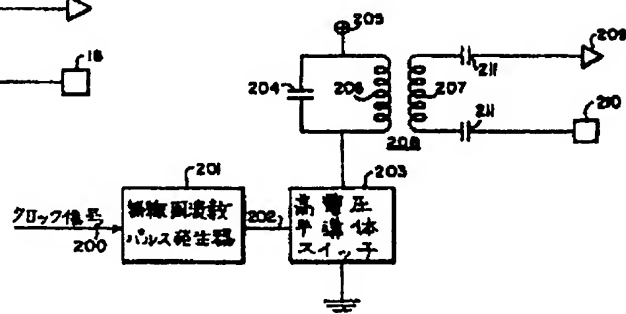
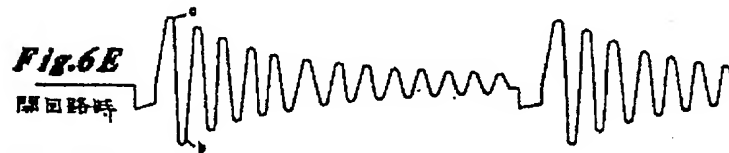
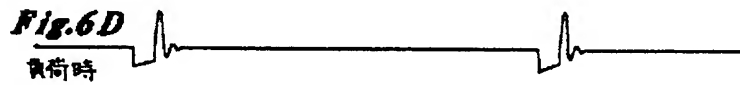
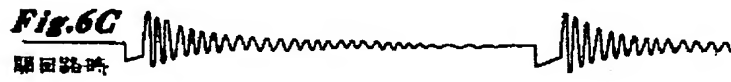
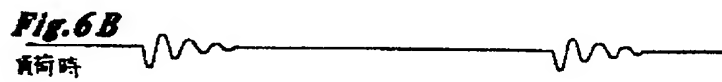
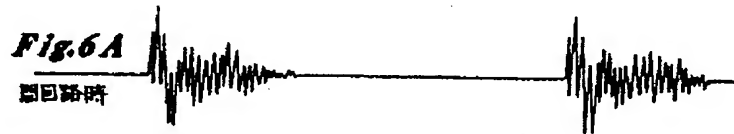
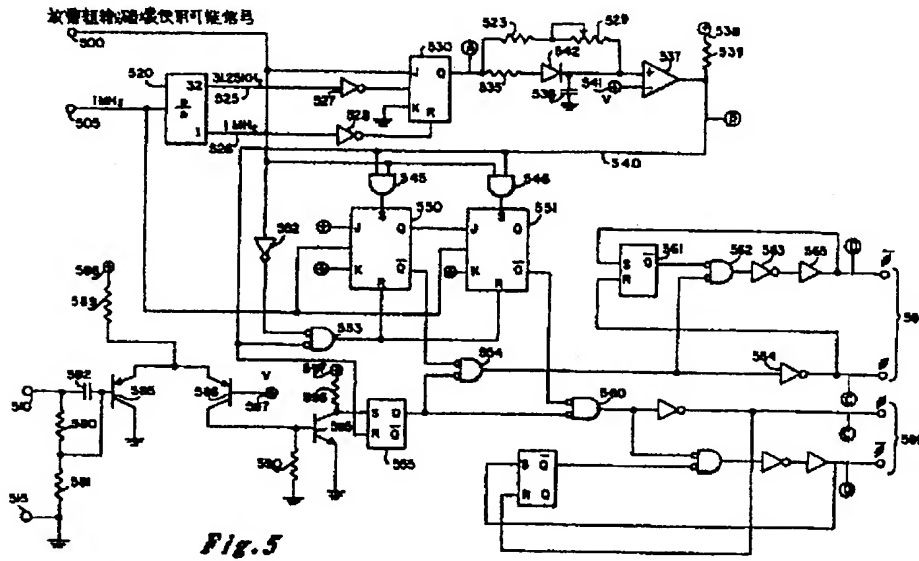


Fig. 2



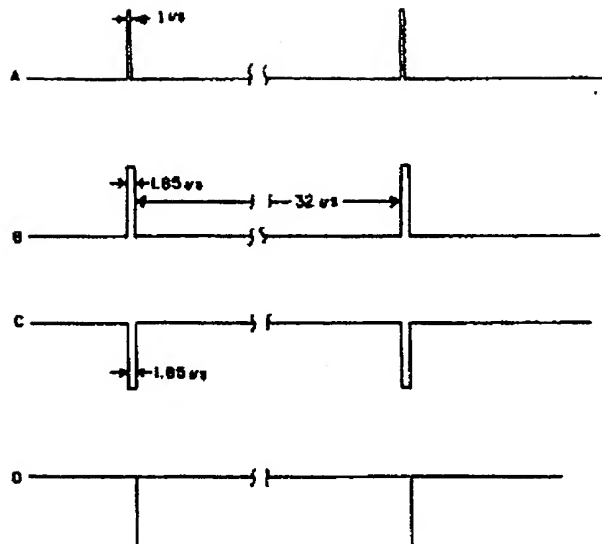


Fig.7